

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-222455

(43)Date of publication of application : 18.08.1995

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
G05F 1/70
H02J 3/18
H02M 7/537

BEST AVAILABLE COPY

(21)Application number : 06-008821

(71)Applicant : KAWABATA TAKAO
MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 28.01.1994

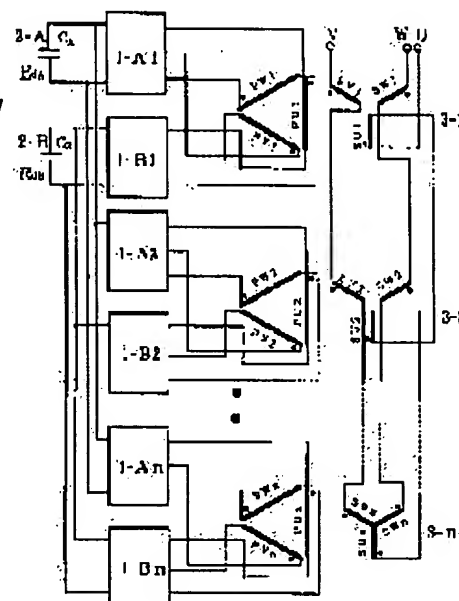
(72)Inventor : KAWABATA TAKAO
TAKEDA MASATOSHI

(54) MULTIPLE INVERTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To facilitate the application of ordinary 3-leg core transformers by a method wherein the output terminals of the respective phases of inverters which have a first DC capacitor as their power supply are connected to the one side ends of the respective phase windings of the primary windings of the open-delta connection of the transformers and the output terminals of the respective phases of inverters which have a second DC capacitor as their power supply is connected to the other ends of the respective phase windings.

CONSTITUTION: Inverters 1 are divided into A-group 3-phase inverters 1-A1, 1-A2, -1An and B-group 3-phase inverters 1-B1, 1-B2, -1-Bn and a DC capacitor 2-A for the A-group and a DC capacitor 2-B for the B-group are provided. The output terminals of the respective A-group inverters 1-A are connected to the one side ends of the respective phase windings of the primary windings of the open-delta connection of transformers 3-1, 3-2, -3-n and the output terminals of the respective B-group inverters 1-B are connected to the other side ends of the respective phase windings. With this constitution, 3rd harmonic components are not induced in the primary windings of the transformers 3-1, 3-2, -3-n, so that economical 3-phase 3-leg core transformers are employed as the transformers 3-1, 3-2, -3-n.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 09.06.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3237983

[Date of registration] 05.10.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-222455

(43) 公開日 平成7年(1995)8月18日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 2 M 7/48

F 9181-5H

C 9181-5H

G 0 5 F 1/70

L 4237-5H

H 0 2 J 3/18

D 7522-5G

H 0 2 M 7/537

D 9181-5H

審査請求 未請求 請求項の数13 OL (全13頁)

(21) 出願番号 特願平6-8821

(22) 出願日 平成6年(1994)1月28日

(71) 出願人 594017905

川畑 隆夫

大津市南郷二丁目38-6

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 川畑 隆夫

大津市南郷二丁目38-6

(72) 発明者 竹田 正俊

神戸市兵庫区和田崎町1丁目1番2号 三

菱電機株式会社神戸製作所内

(74) 代理人 弁理士 高田 守

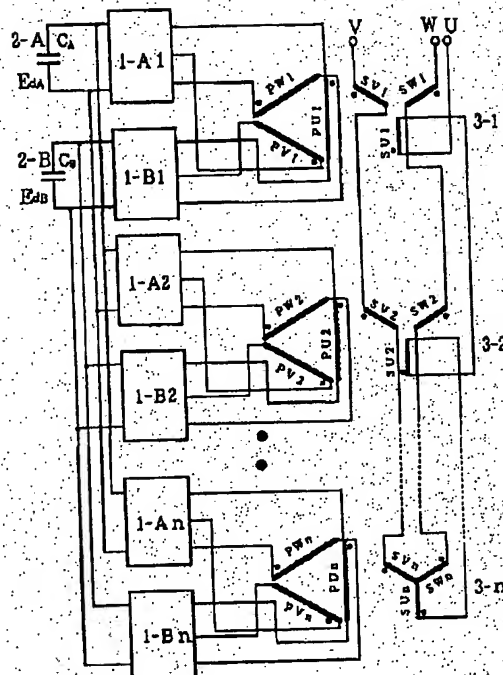
(54) 【発明の名称】 多重インバータ装置

(57) 【要約】

【目的】 無効電力や高調波制御用インバータにおいて、単純な変圧器の構成で異なる設計仕様のインバータの多重接続を実現し、柔軟な設計を可能として優れた出力電圧波形、小形、経済的で高効率な多重インバータ装置を得ること。

【構成】 n 台のA群とB群の3相単位インバータを設け、A群とB群にそれぞれ絶縁された別の直流電源を設けることによって、インバータ間の直流電源側を通して第3次の同相電流が流れないようにし、A群インバータとB群インバータの交流出力端子の間にオープンデルタの n 組の3相変圧器1次巻線を直列に接続してA群インバータとB群インバータの出力電圧ベクトルの和が各変圧器の1次巻線に合成されるようにし、2次巻線電圧を例えば直列に合成して出力としたものである。

【効果】 波形と制御性が良好で低騒音、高効率のインバータを製作できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 相互に電氣的に絶縁された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにした多重インバータ装置。

【請求項2】 第一の直流コンデンサの電圧に対して第二の直流コンデンサの電圧を低く設定したことを特徴とする請求項1記載の多重インバータ装置。

【請求項3】 第一のインバータを3相3レベルインバータとし、第二のインバータを3相2レベルインバータとしたことを特徴とする請求項2記載の多重インバータ装置。

【請求項4】 互いの正端子同士と負端子同士とがリアクトルを介して接続された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにした多重インバータ装置。

【請求項5】 第一および第二の直流コンデンサ間に接続される両リアクトルを、その両巻線が共通の磁路に巻回される結合形とすることにより、上記両巻線に流れる同一位相の交流電流成分に対して高インピーダンス値を有するリアクトルとしたことを特徴とする請求項4記載の多重インバータ装置。

【請求項6】 第一または第二のインバータの各相出力電流の直流成分を検出し、この検出値に基づき上記第一および第二のインバータを差動的に変調制御することにより、上記直流成分を抑制するようにしたことを特徴とする請求項4または5記載の多重インバータ装置。

【請求項7】 第一および第二のインバータを n (n は2またはそれ以上の正の整数)組で構成するとともに変圧器の1次および2次巻線を n 組で構成し、それぞれ上記各 n 台の第一のインバータの各入力側は共通にして第一の直流コンデンサに、上記各 n 台の第二のインバータの各入力側は共通にして第二の直流コンデンサに接続し、各組毎に各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には同一組の上記第一のインバータの各相出力端を、他端には同一組の上記第二のインバータの各相出力端を接続するとともに、上記各 n 個の2次巻線を相互に接続して3相結線としたことを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の多重インバータ装置。

【請求項8】 各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつすべてのインバータのスイッチングを決めるキャリア波の周波数を同一とし、更に n 台の第一のインバータのキャリア波に互いに $180/n$ 度の位相差をもたせ、同一組における第一および第二のインバータのキャリア波に互いに 180 度の位相差をもたせたことを特徴とする請求項7記載の多重インバータ装置。

【請求項9】 各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつ第一のインバータのスイッチング周波数に対して第二のインバータのスイッチング周波数を高く設定したことを特徴とする請求項1ないし7のいずれかに記載の多重インバータ装置。

【請求項10】 各インバータの出力電圧および電流の制御を同期回転座標系の d 軸および q 軸上で行い、その制御回路の発生する d 軸電圧指令および q 軸電圧指令をそれぞれ第一のインバータ用と第二のインバータ用とに分配し、それぞれ第一のインバータおよび第二のインバータの変調回路に与えるようにしたことを特徴とする請求項1ないし9のいずれかに記載の多重インバータ装置。

【請求項11】 第一のインバータに与える電圧指令のベクトルと第二のインバータに与える電圧指令のベクトルとがその d 軸成分、 q 軸成分のいずれかまたは双方共異なるように電圧指令を配分するようにしたことを特徴とする請求項10記載の多重インバータ装置。

【請求項12】 変圧器の鉄心として n 組分の3相3脚鉄心をその互いに隣接するヨーク部分を共用することにより一体で構成したものをを用い、各組各相の脚に各組各相の1次および2次巻線を巻回するようにしたことを特徴とする請求項7記載の多重インバータ装置。

【請求項13】 第一および第二の直流コンデンサのいずれかまたは双方に直流電源を並列に接続することにより、無効電力に加え有効電力の制御を可能としたことを特徴とする請求項1ないし12のいずれかに記載の多重インバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、トランジスタやGTOサイリスタなどの自己消弧形素子を用いたインバータのうち、いわゆる多重インバータと呼ばれ、複数台の単位インバータの出力を合成することにより、出力容量を増大し、さらに出力電圧波形の高調波を少なくする方式の多重インバータ装置に関するものである。その代表的な用途は、電力系統に接続され、交流出力電流を制御して無効電力または高調波電力の制御を行う無効電力制御装置やアクティブフィルタであるが、燃料電池などの新エネルギー用にも使うことができる。

50 【0002】

【従来の技術】GTOを用いた無効電力制御用の多重インバータの代表的な例を図9(a)に示す。これは文献、長谷川、竹田、他著「系統安定化用大容量自励式無効電力補償装置の開発」、電気学会論文誌D、111巻10号、平成3年、845から854頁の図4から引用したもので、本発明の他の図と同じ描き方に統一して示している。同図(a)において箱で示された単位インバータは、図9(b)に示すような3相の単相ブリッジインバータである。

【0003】この例は、GTOを用いた8台の単位インバータ(1-1)から(1-8)で直流コンデンサ(2)の電圧を交流に変換し、その出力を8台のオープンデルタ1次巻線の変圧器(3-1)から(3-8)の2次側で直列に合成した多重インバータである。

【0004】この図9の回路の欠点は、通常の3相3脚変圧器が使えないことである。その理由は、3相の単相ブリッジインバータの出力を通常の3相3脚変圧器に接続すると、出力電圧に含まれる第3高調波成分が同相となるので、同相起磁力による多くの漏洩磁束が生じ、周囲の構造材に渦電流を流したり、騒音を発生するなどの障害をもたらす。即ち、上記装置では、GTOのスイッチング周波数が出力周波数と同じの1パルスPWMが採用されていることもあり、その出力電圧に大きな第3次高調波成分が含まれ3相3脚変圧器は使用することができないので、特殊な単相変圧器が3台使われている。この変圧器は、8台の単相変圧器を相ごとにまとめて一体にしたものである。なお、図9の回路では、5脚鉄心の3相変圧器を8台使うことも可能である。しかし、3相3脚鉄心に比し、3相5脚鉄心は余分な鉄材を必要とし、しかも構造が複雑となり経済的に不利である。また、単相トランス3台か5脚鉄心の何れでも、不必要な第3次高調波磁束が鉄心を通るので、余分な損失と電磁騒音が生じると言う問題がある。しかも単相変圧器3台や5脚変圧器では、3相3脚変圧器に比して、インバータの出力電圧の正負不平衡による鉄心の飽和現象が顕著であるので、正負電流の高性能のバランス制御系が必要となるという問題が生じる。

【0005】従来のもう一つの回路方式は図10に示すように、単位インバータとして3相ブリッジインバータを用いる方法である。図の例では2台の単位インバータ(1-20)と(1-21)の出力を2台の3相変圧器(3-20)と(3-21)の2次で直列に多重化している。この単位インバータは、図11に示すような通常のGTO式2レベルインバータ、GTO式3レベルインバータあるいはIGBT式2レベルインバータである。この方法では、たとえインバータの利用効率向上のために出力電圧の相電圧に第3高調波を付加する周知の変調法を採用しても、それはインバータの出力線間には現れないので、3脚3相変圧器を使うことができる。しかし、先の図9の回路では、単相ブリッジ3台(3相ブリ

ッジ2台と等価)に変圧器巻線3相分が接続されるのに対し、図10の回路では、3相ブリッジ1台に3相分の変圧器巻線が必要となり、結果として変圧器巻線の数に2倍になり、価格と効率が問題である。即ち、定格が小さい巻線が多く使うシステムは価格と効率の点で本質的に不利になるのである。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】従来の典型的な無効電力または高調波制御用多重インバータは以上のように構成されているので、単相変圧器または5脚鉄心が必要であるとか、3相3脚変圧器でよい場合は、定格の小さな巻線が多く必要とし、その結果、設置寸法の増大、不経済化、効率の低下、電磁騒音の増大、などの問題がある。また、従来の多重インバータは同一設計仕様のインバータを多重にするので、設計の自由度が少なく、種々の用途に対して柔軟に対応できなかった。上記の通り従来の多重インバータ回路は、数十MVA級以上の無効電力あるいは高調波制御用インバータの回路方式としては充分とは云えない。

【0007】この発明は以上のような問題点を解消するためになされたもので、無効電力制御用などのインバータにおいて、2台あるいはそれ以上のインバータの出力を多重化するための変圧器の巻線数を半分にでき、また第3次高調波磁束の問題を解消して通常の3脚鉄心が使用できる回路構成を提供する。もつて小形、経済的で第3高調波磁束による電磁騒音と鉄損がなく、高効率なインバータを得ることを目的とする。また、回路方式や直流回路電圧あるいはスイッチング周波数などの仕様特性の異なる複数台のインバータを複雑な制御系を使うことなく多重にできる新しい回路方式を提供する。その一つとして、2レベルインバータと3レベルインバータによる多重インバータを提供する。さらに、インバータをスイッチング周波数の異なる2グループに分け、スイッチング周波数の低いグループに出力電圧の低周波成分を持たせ、スイッチング周波数の高いグループに出力電圧の高周波成分を持たせることにより、制御性能がよく、しかも高効率の大容量インバータを提供する。また、無効電力は勿論、有効電力も制御可能とすることを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】この発明の請求項1に係る多重インバータ装置は、相互に電気的に絶縁された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにしたものである。

【0009】また、請求項2に係る多重インバータ装置は、特に請求項1の第一の直流コンデンサの電圧に対して第二の直流コンデンサの電圧を低く設定したものである。

【0010】また、請求項3に係る多重インバータ装置は、特に請求項2の第一のインバータを3相3レベルインバータとし、第二のインバータを3相2レベルインバータとしたものである。

【0011】また、請求項4に係る多重インバータ装置は、互いの正端子同士と負端子同士とがリアクトルを介して接続された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにしたものである。

【0012】また、請求項5に係る多重インバータ装置は、特に請求項4の第一および第二の直流コンデンサ間に接続される両リアクトルを、その両巻線が共通の磁路に巻回される結合形とすることにより、上記両巻線に流れる同一位相の交流電流成分に対して高インピーダンス値を有するリアクトルとしたものである。

【0013】また、請求項6に係る多重インバータ装置は、特に請求項4または5の第一または第二のインバータの各相出力電流の直流成分を検出し、この検出値に基づき上記第一および第二のインバータを差動的に変調制御することにより、上記直流成分を抑制するようにしたものである。

【0014】また、請求項7に係る多重インバータ装置は、第一および第二のインバータを n (n は2またはそれ以上の正の整数)組で構成するとともに変圧器の1次および2次巻線を n 組で構成し、それぞれ上記各 n 台の第一のインバータの各入力側は共通にして第一の直流コンデンサに、上記各 n 台の第二のインバータの各入力側は共通にして第二の直流コンデンサに接続し、各組毎に各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には同一組の上記第一のインバータの各相出力端を、他端には同一組の上記第二のインバータの各相出力端を接続するとともに、上記各 n 個の2次巻線を相互に接続して3相結線としたものである。

【0015】また、請求項8に係る多重インバータ装置は、特に請求項7の各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつすべてのインバータのスイッチングを決めるキャリア波の周波数を同一とし、更に n 台の第一のインバータのキャリア波に互いに $180/n$ 度の位相差をもたせ、同一組における第一および第二のイン

バータのキャリア波に互いに 180 度の位相差をもたせたものである。

【0016】また、請求項9に係る多重インバータ装置は、各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつ第一のインバータのスイッチング周波数に対して第二のインバータのスイッチング周波数を高く設定したものである。

【0017】また、請求項10に係る多重インバータ装置は、各インバータの出力電圧および電流の制御を同期回転座標系の d 軸および q 軸上で行い、その制御回路の発生する d 軸電圧指令および q 軸電圧指令をそれぞれ第一のインバータ用と第二のインバータ用とに分配し、それぞれ第一のインバータおよび第二のインバータの変調回路に与えるようにしたものである。

【0018】また、請求項11に係る多重インバータ装置は、特に請求項10の第一のインバータに与える電圧指令のベクトルと第二のインバータに与える電圧指令のベクトルとがその d 軸成分、 q 軸成分のいずれかまたは双方共異なるように電圧指令を分配するようにしたものである。

【0019】また、請求項12に係る多重インバータ装置は、特に請求項7の変圧器の鉄心として n 組分の3相3脚鉄心をその互いに隣接するヨーク部分を共用することにより一体で構成したものを用い、各組各相の脚に各組各相の1次および2次巻線を巻回するようにしたものである。

【0020】また、請求項13に係る多重インバータ装置は、第一および第二の直流コンデンサのいずれかまたは双方に直流電源を並列に接続することにより、無効電力に加え有効電力の制御を可能としたものである。

【0021】

【作用】この発明の請求項1に係る多重インバータ装置においては、第一および第二の直流コンデンサが相互に電気的に絶縁されているので、第一および第二のインバータの出力端間に接続された変圧器1次巻線の電圧には第3次高調波成分が含まれない。従って、この3相1次巻線によって発生する磁束にはゼロ相分が含まれず、変圧器を3相3脚鉄心で構成することができる。

【0022】また、請求項2に係る多重インバータ装置においては、第一および第二の直流コンデンサの電圧が異なるので、第一および第二のインバータはそれぞれ互いに異なる入力直流電圧の基に動作することになるが、その出力は何ら支障なく合成され変圧器の1次巻線に印加される。

【0023】また、請求項3に係る多重インバータ装置においては、第一および第二のインバータをそれぞれ3相3レベルインバータおよび3相2レベルインバータとしているので一種類のスイッチング素子を使用して異なる構成のインバータの多重化が実現する。

【0024】また、請求項4に係る多重インバータ装置においては、第一および第二の直流コンデンサをリアクトルを介して接続するようにしているので、両直流コンデンサ間で電力が融通され両者の直流電圧は常に同一となる。また、両直流コンデンサ間を接続することで1次巻線電圧にゼロ相分が印加されようとするが、上記リアクトルがそれを抑制する。

【0025】また、請求項5に係る多重インバータ装置においては、上記リアクトルを所定の結合形としているので、ゼロ相分を効果的に抑制する。

【0026】また、請求項6に係る多重インバータ装置においては、各相出力電流の直流成分検出値に基づき両インバータを差動的に変調制御するので、上記リアクトルでは有効に抑制し得ない極く低次のゼロ相電流によって生じ得る変圧器の直流偏磁の現象が防止される。

【0027】また、請求項7に係る多重インバータ装置においては、各n台の第一のインバータは第一の直流コンデンサの電圧を共通の電源として動作し、各n台の第二のインバータは第二の直流コンデンサの電圧を共通の電源として動作する。そして、各組毎の第一および第二のインバータの出力は当該組の1次巻線に合成されて供給され、更に、n組の合成された交流出力が3相結線された2次巻線から交流回路に供給される。

【0028】また、請求項8に係る多重インバータ装置においては、PWM制御を行う各インバータのキャリア波の周波数を同一とし、かつ各インバータのキャリア波に所定の位相差をもたせるので、高調波成分の抑制された良質の3相交流電圧が変圧器の2次巻線から出力される。

【0029】また、請求項9に係る多重インバータ装置においては、第一のインバータは比較的低周波の交流電圧を出力し、第二のインバータは比較的高周波の交流電圧を出力し、これら周波数の異なるインバータ出力が合成され1次巻線に供給される。

【0030】また、請求項10に係る多重インバータ装置においては、d軸電圧指令およびq軸電圧指令のそれぞれについて第一のインバータ用と第二のインバータ用とに分配してそれぞれのインバータの電圧電流を制御するので、多重化対象の両インバータの制御出力を自由に設定することが可能となる。

【0031】また、請求項11に係る多重インバータ装置においては、更に両インバータに与える電圧指令のベクトルが、そのd軸成分、q軸成分のいずれかまたは双方共異なるように電圧指令を配分するので、両インバータ出力のベクトル和が出力電圧となり、両インバータの電力分担を自由に設定することが可能となる。

【0032】また、請求項12に係る多重インバータ装置においては、変圧器を、3相3脚をその単位要素とする一体構造の鉄心で構成しているので、インバータ出力の多重化に必要となる変圧器が小形、安価で低騒音とな

る。

【0033】また、請求項13に係る多重インバータ装置においては、直流コンデンサに並列に直流電源が接続されるので、直流電源が電荷を供給しインバータとして有効電力の制御も可能となる。

【0034】

【実施例】

実施例1. 本発明の実施例1を図1に示す。本発明はインバータを第一のインバータとしてのA群3相インバータ(1-A1), (1-A2), ……………, (1-A_n)と第二のインバータとしてのB群3相インバータ(1-B1), (1-B2), ……………, (1-B_n)に分けることが特徴で、更に、第一の直流コンデンサとしてのA群用直流コンデンサCA(2-A)と第二の直流コンデンサとしてのB群用直流コンデンサCB(2-B)を別に設けている。A群インバータの出力は、変圧器(3-1), (3-2), ……………, (3-n)のオープンデルタ1次巻線の・の付いた巻初め側端子に接続され、一方B群インバータの出力は巻終わり側端子に接続されている。なお、図中箱で示す各単位インバータ(1-A1)等には、従来の図11で示した各種の3相インバータが採用される。図1においてA群インバータとB群インバータは同一設計でも異なる設計でもよいところが本発明のもう一つの特徴で、設計の自由度が多く柔軟性の高いシステムを構成することが容易となるものである。直流コンデンサが分離されているので、A群とB群のインバータは出力電流定格がほぼ同じでさえあれば、出力電圧定格は異なってもよいのである。A群インバータとB群インバータの出力電圧指令を同じ大ききで逆極性にすれば、1次巻線には2倍の電圧が供給される。本発明のさらなる特徴は、A群とB群に異なる電圧ベクトル指令を与えるという柔軟性である。その時は、二つの電圧指令の差が出力電圧として変圧器の1次巻線に印加される。本発明の変圧器の2次側の出力の合成はシンプルな直列接続が最も実用的であるが、特定の高調波を消去することのできる千鳥結線などを使うこともできる。

【0035】次に、1次側における出力合成の原理を説明する。本発明では、A群とB群に異なる設計仕様のインバータを用いる場合や、A群とB群が同じ設計仕様でも異なる電圧ベクトルの指令を与える制御法を用いることがある。例えば、A群の3レベルインバータの出力電圧をEA=(E_u, E_v, E_w)とし、B群の2レベルインバータの出力電圧は、1>k>0として、EB=(-kE_u, -kE_v, -kE_w)とする。その場合、変圧器に印加される電圧は、

$$E_T = E_A - E_B = (E_u, E_v, E_w) - (-kE_u, -kE_v, -kE_w) = ((1+k)E_u, (1+k)E_v, (1+k)E_w)$$

となり、2台の出力電圧の分扱は1:kで、和動的に変圧器に印加される。これを図にしたものが図2(a)

で、インバータに与える空間電圧ベクトル指令が逆極性で大きさが異なることを示している。

【0036】次に図2(b)は、A群インバータとB群インバータの出力電圧ベクトルの大きさと方向が共に異なる場合であるが、この場合は二つのベクトルの差の電圧が変圧器に印加される。方向が異なるのは、A群とB群の運転の力率が異なる場合や、A群に出力電圧の低周波数成分を持たせ、B群に高周波成分を持たせるような制御を行なう場合である。このような複雑な制御系は後で述べるように、d-q座標系の上で構成するのがよい。このようにして、本発明では、A群とB群の出力電圧は全く自由であり、複雑な制御系を何も使わずに多重にできるのである。

【0037】単位インバータをスター結線の電源として説明したものが図3で、インバータAの各相電圧 e_{UA} 、 e_{VA} 、 e_{WA} とインバータBの e_{UB} 、 e_{VB} 、 e_{WB} が直列接続関係になっていることが図4から分かる。両者の電圧指令を逆極性にすれば、出力電圧が和動になることが容易にわかる。ゼロ相電圧成分について考えると、第3次高調波電圧などのゼロ相成分が相電圧に存在してもそれは3相インバータの線間には現われないので、電流が流れない。A群とB群の直流コンデンサが別であるため、ゼロ相電圧が存在してもゼロ相電流は流れ得ないのである。また、単相ブリッジ×3と異なり、第3起磁力は変圧器1次巻線には印加されないもので、通常の3相3脚変圧器が利用できることが理解できる。直流コンデンサを2n個設けず、2つとし、n組のA群とB群で共用していることが本発明の特徴であるが、このようにしても、これらn組の間で相互に第三次高調波電流が循環することはない。その理由はn組が発生する第三次高調波電圧は同じだからである。また、以上の結果、後述するように、直流電圧制御回路も2個で済み、制御回路の構成も簡単になるという利点がある。次に高調波について考えると、インバータ出力が並列に多重化される相間リアクトル方式では、キャリアを180度シフトして波形を改善すれば、波形の相異による高調波電流が相間リアクトルに流れる。しかしこの回路では直列に多重になるので、A群とB群の高調波の位相差で改善された後の波形が変圧器に印加されるため、有利となる。

【0038】実施例2. 次に、本発明の実施例2を図4に示す。この方式が図1と異なる点はコンデンサCA(2-A)とCB(2-B)の正、負端子をゼロ相リアクトル5で相互に並列接続したことである。ここで、両コンデンサCA、CB間を接続することは、先に説明した図3の回路で、スター結線で示した両単位インバータの中性点間を接続することを意味する。従って、このルートを介してゼロ相電流が流れようとするので、これを十分小さい値に抑制するためこのルートにリアクトルを挿入する訳である。

【0039】特に、図4に示すゼロ相リアクトル5は、

コンデンサCAの正端子とコンデンサCBの正端子との間に挿入する巻線とコンデンサCAの負端子とコンデンサCBの負端子との間に挿入する巻線とを共通の磁路に巻回する結合形としたもので、これによって上記両巻線を同一位相で流れることになるゼロ相電流成分に対して高いインピーダンス値を有しゼロ相電流を効果的に抑制する。このようにリアクトル5を介して接続する結果、A群とB群の直流コンデンサの電圧は同じになるので、A群とB群インバータを同じにしなくてはならない。設計の自由度は少なくなるが、下記のように使いやすという利点がある。後で述べるように、波形改善のためにA群インバータとB群インバータの変調のキャリア位相を180度シフトする方法を使うが、その結果A群インバータとB群インバータの基本波出力電圧波形に少しの位相差が生じ、系統から直流コンデンサに取り込まれる有効電力に差が生じて2つのコンデンサの直流電圧が一致しなくなることがある。その問題に対してこの回路では、2つの直流電圧制御系を使わなくても自然に解決されるのである。

【0040】また、無効電力制御装置が始動する場合にインバータは運転せずに出力側に系統を先に接続し、逆充電する方法を使うことが多いが、その時にA群インバータとB群インバータの直流コンデンサの電圧配分を制御するものが無いため、直流電圧が不平衡になる問題があるが、それはこのゼロ相リアクトルにより解決する。なお、コンデンサ間を接続するのは上述した結合形のゼロ相リアクトルでなくても正側と負側の両方に通常の直流リアクトルを設けてもほぼ同じ効果を得ることができる。ここに流れる直流電流は不平衡分のごくわずかの電流であるので、インダクタンスの高い通常のリアクトルを設け、ゼロ相電流成分を充分少なくすることは容易である。

【0041】実施例3. 次に、ゼロ相リアクトルをもたない図1で示した多重インバータ装置を無効電力制御装置に使用した場合の制御回路の例をこの発明の実施例3として以下図5に基づいて説明する。この制御装置は、図示を省略した電力系統に接続され、上位のコントローラである電流指令回路(118)のd軸指令 i_d^* 、q軸指令 i_q^* に基づき、電力系統へ無効電力を注入することにより系統の安定度向上を行なうシステムである。電流指令の作り方は本発明の主題ではないので、ここでは触れない。インバータの出力はPLL(104)により系統と同期するように制御された発振器(100)とカウンタ(101)を基準として制御される。カウンタは12ビット程度のカウンタである。正弦波と余弦波の発生回路(103)はカウント数に応じてリードオンリーメモリに記録した \sin と \cos の波形を読み、カウンタの一週で一周期の \sin 、 \cos 波を得る。この \sin 、 \cos 信号を用いて出力電流は座標変換回路(109)により、3相からd-q座標に変換され i_d 、 i_q と

してd軸電流制御回路(114)とq軸電流制御回路(113)にフィードバックされる。

【0042】d軸電流制御回路とq軸電流制御回路はd軸指令 i_d^* 、q軸指令 i_q^* およびフィードバック信号 i_d 、 i_q に基づきインバータの発生すべきd軸電圧とq軸電圧の指令 E_d^* 、 E_q^* を出力する。図においてd軸とq軸の電流制御のブロック図が実線でなく点線で分離されているのは、両者の間に非干渉化制御のやり取りがあること、及び信号 E_d^* 、 E_q^* は両者から出た指令をまとめたものであるからである。

【0043】これらのd-q軸上の指令信号は本発明の特徴であるd軸電圧配分回路(108)とq軸電圧配分回路(107)に与えられる。例えば、A群インバータは3レベルインバータで直流電圧が4,000V、B群インバータは2レベルインバータで直流電圧は2,000Vであるとすれば、出力電圧指令は

$E_dA^* : E_dB^* = 2 : -1$, $E_qA^* : E_qB^* = 2 : -1$ に配分する。ここでB群側出力を逆極性にするることによって出力は3になる。他の例として、A群インバータがスイッチング周波数の低いGTOインバータで、B群インバータがスイッチング周波数の高いIGBTインバータであるシステムを設計する場合は、電圧配分回路に電圧指令の低周波数成分と高周波数成分を分離するフィルタを設け、低周波数成分をA群インバータに、高周波数成分をB群インバータに配分する。

【0044】第3調波発生回路(119)は、電圧利用率を向上するための16%の第3調波 $s \sin 3\omega t$ をカウンタに応じて発生し、PWM回路(111-A1)から(111-Bn)に加える。これはA群用を $+s \sin 3\omega t$ とすれば、B群用は $-k s \sin 3\omega t$ となる。kはB群インバータの出力電圧のA群インバータに対する比で、 $1 \geq k$ である。

【0045】なお、16%の第3調波成分を電圧指令に加えて電圧利用率を向上させる考え方は公知であるので、その詳しい説明はここでは省略するが、概略以下の通りである。即ち、PWM制御において、電圧指令に16%の第3調波成分を加えることによってその合成電圧指令の波高値が低減する。従って、制御上の線形関係を保つため、この合成電圧指令の波高値は三角キャリア波の波高値を超えない範囲に留める必要があるが、その範囲内で電圧指令の基本波成分を16%高くできることになり、その分インバータの利用率が向上する訳である。勿論のことであるが、前述した通り、この電圧指令に加えた第3調波成分は、変圧器の1次巻線間に供給されるインバータの出力電圧には現れない。

【0046】無効電力制御装置では、直流回路にコンデンサを持つだけで、電源を持たないので、インバータの損失に相当するだけの有効電力を系統から取り込む必要がある。損失が増えると直流電圧が低下する関係にあるので、直流電圧制御回路(115-A)と(115-

B)により、図示を省略した直流コンデンサCA(2-A)とCB(2-B)の電圧を制御する。コンデンサCA(2-A)とCB(2-B)の電圧を電圧検出器(117-A)と(117-B)で帰還し、直流電圧のEd基準(116-A)とEdB基準(116-B)に基づき、直流電圧制御回路はA群とB群インバータの損失電力に対応する微少なq軸電圧成分を発生する。その信号は加算器(206)と(207)でd-q軸電流制御のq軸電圧指令と加算され、d-q/3相座標変換回路(105)、(106)に与えられる。

【0047】d-q/3相座標変換回路で3相信号に変換された電圧指令は各単位インバータのPWM変調回路(111-A1)から(111-Bn)に与えられる。これらの変調回路はU、V、W各相に設けられた図6(a)に例示するような変調回路である。三角波キャリアはカウンタ(101)の信号からキャリア回路(102)で作られ、インバータの出力の整数倍の周波数で同期したものである。この例ではインバータ(1-A1)、(1-A2)、……、(1-An)のキャリアをKA1、KA2、……、KANとして、それ等を図6(b)に示すように相互に180度÷nの位相差にしている。(図の例はn=3で位相差は60°)

そして、インバータ(1-B1)、(1-B2)、……、(1-Bn)のキャリアKB1、KB2、……、KBnは、対応するA群インバータのキャリアに対して180度の位相関係としている。このようにすることにより等価的なスイッチング周波数が向上し、高調波の少ない良好な波形と制御性能が得られる。

【0048】上記の例で分かるように本発明の制御回路は、A群とB群インバータの電圧分担をd-q軸の電圧配分回路で決めると言うシンプルな構成である。しかも前向きなフィードフォワード制御であるので、制御遅れの問題がなく、高性能を発揮できると言う特徴がある。

【0049】実施例4. 次に、図4で示した多重インバータ装置を無効電力制御装置に使用した場合の制御回路の例をこの発明の実施例4として以下の図7に基づいて説明する。図5と同じ名称と記号のブロックは同じ機能であるので、説明は省略する。この例では直流コンデンサCA(2-A)とCB(2-B)をゼロ相リアクトル5で並列接続しているので、直流電圧の制御系が1つしか要らず単純になる点が図5の実施例と大きく異なる。直流電圧はインバータの有効電流即ちd軸電流で決まるので、d軸電流制御(114)に与える指令値 i_d^* を操作して直流電圧の制御を行っている。

【0050】このシステムではA群インバータとB群インバータの直流回路がゼロ相リアクトルで繋がっているので、直流に近い低い周波数成分のゼロ相電流がA群とB群の間で循環し、変圧器の直流偏磁をもたらす。その原因はGTO素子特性や変調回路のばらつきで、不規則に変化する低い周波数成分が少し発生し、ゼロ相電流が循

聚する。それを抑制するために、各単位インバータの出力電流を直流まで検出できる電流センサ(112-x)で3相全て計測し、その直流電流成分を検出器(110-x)で求める。この直流成分が発生する原因はA群とB群の各相出力電圧の正負非対称にあるから、検出された直流成分をA群変調回路(111-Ax)とB群の変調回路(111-Bx)に差動的に与えている。

【0051】実施例5. 次に、本発明の無効電力制御装置に使用する新規な変圧器の構造を、この発明の実施例5として図8により説明する。この例はA群インバータ、B群インバータとも3台のシステムに適用する変圧器であるが、nが3以上でも同じように拡張できる。変圧器には、U1、U2、U3相の脚、(316)、(326)、(336)、U相1次巻線PU1(310)、PU2(320)、PU3(330)、U相2次巻線SU1(311)、SU2(321)、SU3(331)およびV1、V2、V3相の脚(317)、(327)、(337)およびV相1次巻線PV1(312)、PV2(322)、PV3(332)、およびV相2次巻線SV1(313)、SV2(323)、SV3(333)およびW1、W2、W3相の脚(318)、(328)、(338)およびW相1次巻線PW1(314)、PW2(324)、PW3(334)、およびW相2次巻線SW1(315)、SW2(325)、SW3(335)を有する。図の各巻線の・印は、巻始めを示す極性記号である。この変圧器と組み合わせるインバータは、図1または図4において、n=3とした回路である。ここでは仮に図1の主回路と図5の制御回路を組み合わせたものであるとする。3台のA群インバータの出力は、上記1次巻線の巻始めに接続され、3台のB群インバータの出力は、上記1次巻線の巻終わりに接続される。

【0052】A群インバータとB群インバータのそれぞれは3相ブリッジインバータであるので、出力の線間電圧には第3次高調波電圧を含まない。従ってA群とB群インバータの出力の間に直列に接続された上記の1次巻線電圧にも第3次高調波は含まれないので、図8の変圧器は3脚でよいのである。これは、従来の無効電力制御装置では特殊構造の単相変圧器が3台使われているのに比し、経済性と寸法の点で有利となる本発明の利点である。なお、本発明には図8のような特殊変圧器ではなく、通常の3相3脚変圧器をn台、あるいは単相変圧器を3n台使うこともできるし、従来の文献にあるようなn台の単相変圧器を1つにまとめた特殊変圧器を3台使うこともできることは言うまでもない。

【0053】図1の主回路を図4の制御回路で、例えば出力周波数60Hzに対してキャリア周波数300Hzで運転すれば、3台のA群インバータはキャリア波の位相が300Hzベースの電気角で、0°、60°、120°と異なるが、電圧指令は同じである。同様に3台の

B群インバータもキャリア波の位相が180°、240°、300°と異なるが、電圧指令は同じである。従って、3組のインバータの1次巻線印加電圧は基本波は同じで、キャリアの位相差により、高調波が異なるのみである。従って、例えば、U相の磁束が図8の下から上に通っている場合、その基本波成分は、脚(336)→(326)→(316)→(340)と来る。次にV1相の脚(317)とW1相の(318)に別れる。これで分かるように、U相磁束の基本波成分は脚(350)と(360)を通ることはないのである。巻線PU1、PU2、PU3の高調波電圧は異なるので、脚(316)、(326)、(336)の高調波磁束は異なる。これ等の高調波磁束の差の成分が脚(350)と(360)を通ることにより、磁束の連続性が成り立つ。上記から明かなように、本発明の変圧器では、高調波磁束のみが通る脚(350)と(360)の断面積は脚(340)や(370)の数分の1でよい。このように本発明では、図8に示すように、3相3脚の特殊構造変圧器にまとめて一体化し、小形化、経済化を実現できるのである。

【0054】なお、本発明になるインバータ装置の用途は、GTOインバータによる電力系統用の無効電力あるいは高調波制御装置が代表的なものであるが、それ以外にも、直流コンデンサCAおよびCBのいずれかまたは双方に直流電源を並列に接続することにより、無効電力に加えて有効電力の制御用の用途にも応用することができる。

【0055】また、上記各実施例では、A群インバータとB群インバータを各n台組み合わせた多重インバータ装置としたが、ここでn=1としてもよい。即ち、図1の回路を例に示せば、1台の第一のインバータ(1-A1)と1台の第二のインバータ(1-B1)を使用し、図の回路に結線して変圧器(3-1)の2次巻線から3相交流出力を取り出すこともでき、既述したこの発明と同等の効果を奏する。

【0056】

【発明の効果】以上のように、この発明の請求項1に係る多重インバータ装置は、相互に電氣的に絶縁された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにしたので、第一および第二のインバータの出力端に接続された変圧器の1次巻線の電圧には第3次高調波成分が含まれず、変圧器を経済的な3相3脚鉄心で構成することができる。従って、多重化すべき単位3相インバータ1台当たりが必要

となる変圧器の巻線数が半減し、巻線の単位容量が増大するので経済性が高まる。

【0057】また、請求項2に係る多重インバータ装置は、第一の直流コンデンサの電圧に対して第二の直流コンデンサの電圧を低く設定したので、出力電流定格さと同じであれば、直流電圧が異なるインバータの多重化が可能となる。

【0058】また、請求項3に係る多重インバータ装置は、第一のインバータを3相3レベルインバータとし、第二のインバータを3相2レベルインバータとしたので、定格構成が更に異なるインバータの多重化が可能となる。同一定格のスイッチング素子を用いた3レベルインバータは、2レベルインバータの2倍の電圧が得られるので、両者を組み合わせることにより、2レベルインバータの3倍の容量が得られる。

【0059】また、請求項4に係る多重インバータ装置は、互いの正端子同士と負端子同士とがリアクトルを介して接続された第一および第二の直流コンデンサ、それぞれ上記第一および第二の直流コンデンサからの直流電圧を3相交流電圧に変換する第一および第二のインバータ、およびこれら各インバータと接続されるオープンデルタ結線の1次巻線と交流回路に接続される2次巻線とからなる変圧器を備え、各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には上記第一のインバータの各相出力端を、他端には上記第二のインバータの各相出力端を接続するようにしたので、両直流コンデンサ間で電力が融通され両者の直流電圧は常に同一になりこの直流電圧の制御回路構成が簡便となる。また、両直流コンデンサ間を接続することで1次巻線電圧にゼロ相分が印加されようとするが上記リアクトルにより抑制される。

【0060】また、請求項5に係る多重インバータ装置は、請求項4のリアクトルを所定の結合形としたので、ゼロ相分が効果的に抑制される。

【0061】また、請求項6に係る多重インバータ装置は、更に第一または第二のインバータの各相出力電流の直流成分を検出し、この検出値に基づき上記第一および第二のインバータを差動的に変調制御することにより、上記直流成分を抑制するようにしたので、上記リアクトルでは有効に抑制し得ない極く低次のゼロ相電流によって生じ得る変圧器の直流偏磁の現象が防止される。

【0062】また、請求項7に係る多重インバータ装置においては、第一および第二のインバータを n 組で構成するとともに変圧器の1次および2次巻線を n 組で構成し、それぞれ上記各 n 台の第一のインバータの各入力側は共通にして第一の直流コンデンサに、上記各 n 台の第二のインバータの各入力側は共通にして第二の直流コンデンサに接続し、各組毎に各相の上記1次巻線のそれぞれ一端には同組の上記第一のインバータの各相出力端を、他端には同一組の上記第二のインバータの各相出力端を接続するとともに、上記各 n 個の2次巻線を相互に

接続して3相結線としたので、請求項1で示す効果を確保し、しかも直流コンデンサは2台のままで、インバータの多重化を更に $2n$ 台にまで拡大することができる。

【0063】また、請求項8に係る多重インバータ装置は、各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつすべてのインバータのスイッチングを決めるキャリア波の周波数を同一とし、更に n 台の第一のインバータのキャリア波に互いに $180/n$ 度の位相差をもたせ、同一組における第一および第二のインバータのキャリア波に互いに 180 度の位相差をもたせたので、高調波成分の抑制された良質の3相交流出力が得られる。

【0064】また、請求項9に係る多重インバータ装置は、各インバータの変調方式として出力周波数の1周期の間に複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつ第一のインバータのスイッチング周波数に対して第二のインバータのスイッチング周波数を高く設定したので、低周波インバータと高周波インバータの多重化が可能となる。

【0065】また、請求項10に係る多重インバータ装置は、各インバータの出力電圧および電流の制御を同期回転座標系の d 軸および q 軸上で行い、その制御回路の発生する d 軸電圧指令および q 軸電圧指令をそれぞれ第一のインバータ用と第二のインバータ用とに分配し、それぞれ第一のインバータおよび第二のインバータの変調回路に与えるようにしたので、多重化対象の両インバータの制御出力を自由に設定することが可能となる。

【0066】また、請求項11に係る多重インバータ装置は、第一のインバータに与える電圧指令のベクトルと第二のインバータに与える電圧指令のベクトルとがその d 軸成分、 q 軸成分のいずれかまたは双方共異なるように電圧指令を配分するようにしたので、両インバータの電圧分担をより自由に設定することができる。

【0067】また、請求項12に係る多重インバータ装置は、変圧器の鉄心として n 組分の3相3脚鉄心をその互いに隣接するヨーク部分を共用することにより一体で構成したものを用い、各組各相の脚に各組各相の1次および2次巻線を巻回するようにしたので、インバータ出力の多重化に必要な変圧器が小形、安価で低騒音となる。

【0068】また、請求項13に係る多重インバータ装置は、第一および第二の直流コンデンサのいずれかまたは双方に直流電源を並列に接続するようにしたので、無効電力に加え有効電力の制御も可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1による多重インバータ装置の主回路を示す図である。

【図2】図1におけるA群とB群のインバータの出力電圧EAとEBの空間電圧ベクトルの関係図である。

【図3】この発明の原理を説明する図で、スター接続の

3相電源として表現された二つのインバータと負荷の関係を示す図である。

【図4】この発明の実施例2による多重インバータ装置の主回路を示す図である。

【図5】この発明の実施例3による多重インバータ装置の制御回路を示す図である。

【図6】図(a)はこの発明に使用するPWM回路の原理図であり、図(b)は複数の単位インバータに与える三角波キャリアの位相関係を示す図である。

【図7】この発明の実施例4による多重インバータ装置の制御回路を示す図である。

【図8】この発明の多重インバータに組合せ使用する3相変圧器の構造原理図である。

【図9】図(a)は大容量無効電力制御用インバータとして従来から使われている代表的な回路の第一の例を示す図で、図(b)はそれを構成する単位インバータのブロック図の内部構成を示す回路図である。

【図10】大容量無効電力制御用や新エネルギー用インバータとして従来から使われている代表的な回路の第二の例を示す図である。

【図11】多重インバータの単位インバータとして使われるGTOによる2レベルインバータと3レベルインバータおよびIGBTによる2レベルインバータの回路図である。

【符号の説明】

1-A1~1-A_n A群インバータ(第一のインバータ)

1-B1~1-B_n B群インバータ(第二のインバータ)

1-1~1-8 従来例の無効電力制御装置に使われるインバータの8台の単位インバータ

1-20, 1-21 従来例の無効電力制御装置などに使われる3相ブリッジの単位インバータ

2 直流コンデンサ

2-A A群用直流コンデンサ(第一の直流コンデンサ) CA

2-B B群用直流コンデンサ(第二の直流コンデンサ) CB

3-1~3-n オープンデルタ1次巻線の変圧器

3-20, 3-21 従来例の無効電力制御装置に使われる3相変圧器

5 ゼロ相リアクトル

100 パルス発振器

101 カウンタ

102 キャリア波回路

103 正弦波と余弦波の発生回路

104 カウンタを系統電圧に同期させる phase locked loop 制御回路

105, 106 d-q軸から3相への座標変換回路

107 q軸電圧指令をA群とB群インバータに配分する回路

108 d軸電圧指令をA群とB群インバータに配分する回路

109 3相からd-q軸への座標変換回路

110-1~110-n インバータの出力電流の直流成分をU, V, W相ごとに検出し、偏磁防止のための補正信号を変調回路へ送る回路

111-A1~111-B_n PWM変調回路

112-1~112-n インバータの各相の出力電流を検出するホール素子などを用いた直流成分も測定できる電流検出回路

113 q軸電流の制御回路

114 d軸電流の制御回路

115, 115-A, 115-B 直流電圧制御回路

116, 116-A, 116-B 直流電圧の基準

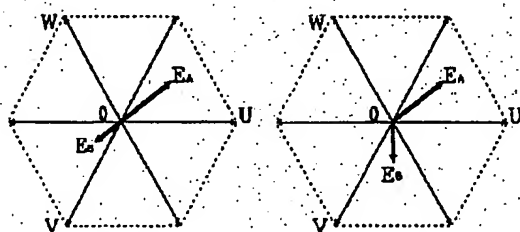
117, 117-A, 117-B 直流コンデンサ電圧の帰還回路

118 無効電力制御装置に電流指令を与える上位のコントローラ

119 電圧利用率向上のための第3調波発生回路

200~208 制御信号の加減算回路

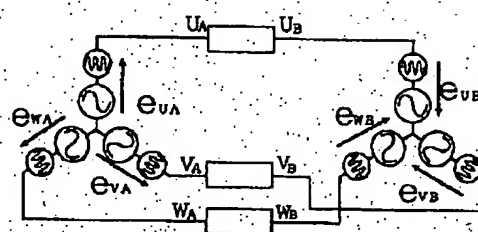
【図2】



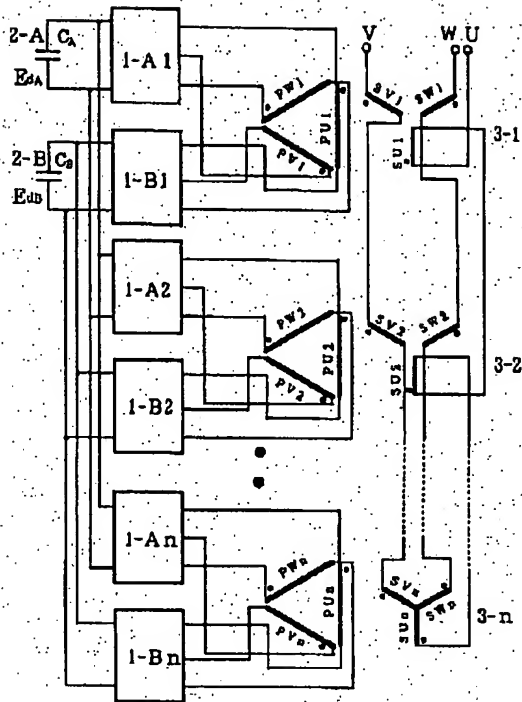
(a) 大きさが異なる場合 (b) 大きさと方向が異なる場合

電圧ベクトルの合成原理

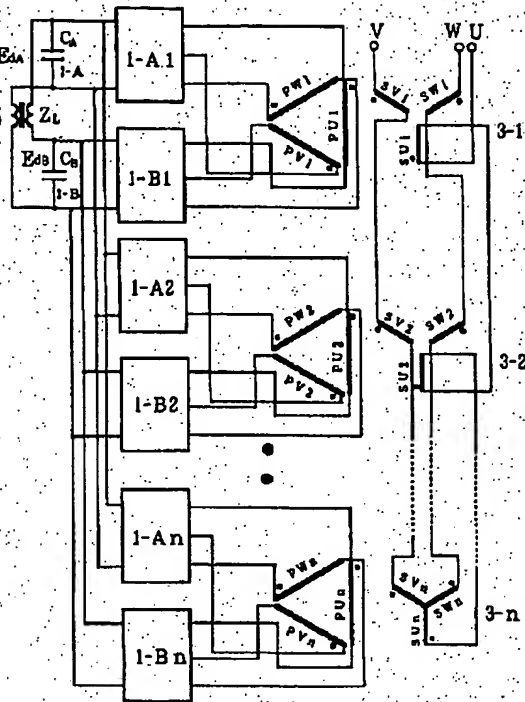
【図3】



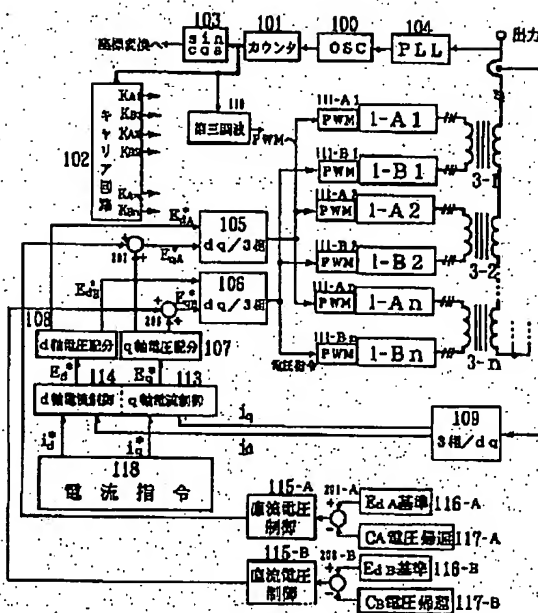
【図1】



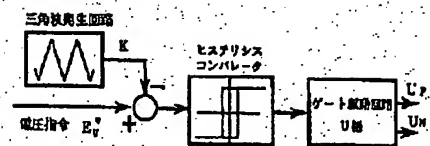
【図4】



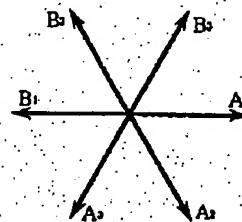
【図5】



【図6】

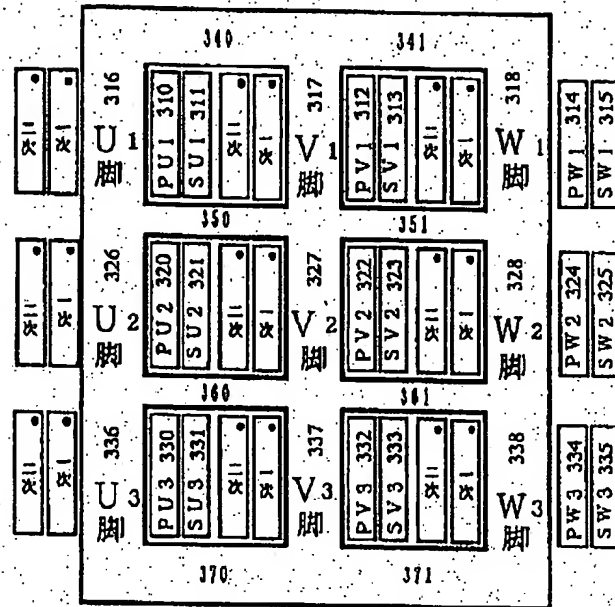


(a) 三角波比較変調回路

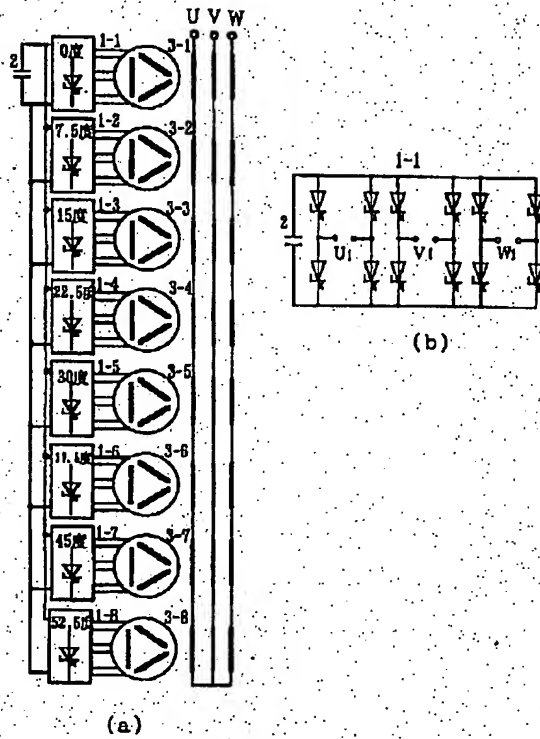


(b) キャリア波の位相関係

【図8】



【図9】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.